

①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Patentschrift  
⑩ DE 42 16 156 C 1

⑤1 Int. Cl. P:  
H 04 L 27/38

⑳ Aktenzeichen: P 42 16 156.8-31  
㉑ Anmeldetag: 15. 5. 92  
㉒ Offenlegungstag: —  
㉓ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 19. 8. 93

DE 42 16 156 C 1

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

㉔ Patentinhaber:

ANT Nachrichtentechnik GmbH, 7150 Backnang, DE

㉕ Erfinder:

Jentsch, Peter, Dipl.-Ing., 7052 Schwaikheim, DE;  
Herbig, Peter, Dipl.-Ing., 7150 Backnang, DE

㉖ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:

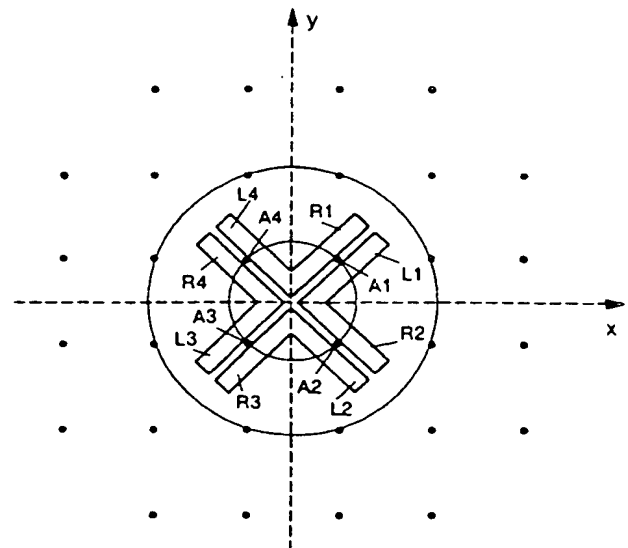
DE 41 00 099 C1  
EP 02 49 045

SARI, Hikmet, MORIDI, Said: New Phase and  
Frequency Detectors for Carrier Recovery in PSK  
and QAM Systems. In: IEEE Transactions on  
Communications, 1988, Nr.9, Sept., S.1035;

㉗ Anordnung zur Trägerrückgewinnung in einem QAM-Empfänger

㉘ Es soll eine Anordnung geschaffen werden, die in der Lage  
ist, bei einer hohen anfänglichen Frequenzablage den Träger  
des Empfängeroszillators auf den Träger des QAM-Emp-  
fangssignals zu synchronisieren.

Ein Gebietsentscheider (22) in dem QAM-Empfänger teilt die  
Ebene der komplexen QAM-Empfangssignalwerte in aktive  
Gebiete und in passive Gebiete auf, wobei bei Eintreffen  
eines QAM-Empfangssignalwerts in eines der aktiven Gebie-  
te ein Phasenkorrektursignal für den Empfängeroszillator  
(17) erzeugt wird. Es gibt rechtsaktive Gebiete ( $R_1, R_2, R_3, R_4$ ),  
von denen ein Phasenkorrektursignal ausgeht, das eine  
Rechtsdrehung der Phase des Trägeroszillators bewirkt, und  
es gibt linksaktive Gebiete ( $L_1, L_2, L_3, L_4$ ), von denen ein  
Phasenkorrektursignal ausgeht, das eine Linksdrehung der  
Trägerphase des Empfängeroszillators bewirkt. Die aktiven  
Gebiete sind so angeordnet und besitzen eine solche Form,  
daß das von ihnen initiierte Phasenkorrektursignal den  
Träger des Empfängeroszillators sicher auf den Träger des  
QAM-Empfangssignals nachführt.



DE 42 16 156 C 1

## Beschreibung

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Anordnung zur Trägerrückgewinnung in einem Empfänger für Quadraturamplitudenmodulierte (QAM)-Signale, die Mittel aufweist, um aus einem QAM-Empfangssignal eine Information über die Phasenablage des von einem Empfänger-oszillator erzeugte Trägers gegenüber dem Träger des QAM-Empfangssignals abzuleiten, welche Information dazu dient, um die Frequenz des Empfänger-oszillators auf die Trägerfrequenz des QAM-Empfangssignals nachzuführen, wobei ein Gebietsentscheider die Ebene der komplexen QAM-Empfangssignalwerte in aktive Gebiete und in passive Gebiete aufteilt und Mittel vorhanden sind, die jedesmal, wenn ein QAM-Empfangssignalwert in ein aktives Gebiet gelangt, ein Phasenkorrektursignal abgeben, das die Nachführinformation für den Empfänger-oszillator darstellt, und diese Mittel beim Austritt eines QAM-Empfangssignalwertes aus einem aktiven Gebiet in ein passives Gebiet das Phasenkorrektursignal aus dem vorhergehenden aktiven Gebiet beibehalten, wobei jeweils ein aktives Gebiet, dem eine rechtsgerichtete Phasendrehung veranlassendes Phasenkorrektursignal zugeordnet ist und ein aktives Gebiet, dem eine linksgerichtete Phasendrehung veranlassendes Phasenkorrektursignal (S) zugeordnet ist, benachbart sind, und die aktiven Gebiete so gelegt und deren Grenzen so gewählt sind, daß bei einer rechtsgerichteten/linksgerichteten Drehung der QAM-Empfangssignalwerte aus dem synchronen Phasenzustand heraus um einen Winkel, der kleiner als  $45^\circ$  ist, keiner der QAM-Empfangssignalwerte in eine linksgerichtete/rechtsgerichtete Phasendrehung bewirkendes aktives Gebiet durchläuft.

Zur kohärenten Demodulation von quadraturamplitudenmodulierten (QAM)-Signalen ist die Kenntnis der genauen Phase des Trägers dieser Signale erforderlich. Die Trägerphase muß deshalb aus dem jeweils empfangenen QAM-Signal rückgewonnen und dem Empfänger-oszillator mitgeteilt werden. Diese sogenannte Träger-rückgewinnung wird in der Praxis mit Hilfe eines Phasenregelkreises (PLL) durchgeführt, in dem der Empfänger-oszillator als Stellglied eingesetzt ist. Eine wesentliche Rolle spielt in diesem Phasenregelkreis ein Detektor, der die Aufgabe hat, die Phasenablage zwischen dem Träger des QAM-Empfangssignals und dem vom Empfänger-oszillator erzeugten Träger zu schätzen und den Empfänger-oszillator über ein Regelfilter so anzusteuern, daß diese Phasenablage möglichst klein wird und im Idealfall ganz verschwindet. Hierfür reicht es in der Regel aus, wenn der Detektor das Vorzeichen der Phasenablage erkennt, wie z. B. aus IEEE Transaction on Communications, Vol. 36, No. 9, Sept. 1988, S. 1035—1043 hervorgeht.

Dieser Veröffentlichung ist auch der zuvor dargelegte "Acquisition mode" des Phasenregelkreises zu entnehmen. "Acquisition mode" nennt man den Betriebszustand, in welchem der Empfänger die Trägerfrequenz bzw. -phase des QAM-Empfangssignals noch nicht kennt, beispielsweise zu Beginn einer Datenübertragung oder nach einem Systemausfall.

Um Synchronität zwischen dem Träger des QAM-Empfangssignals und dem Träger des Empfänger-oszillators zu erzielen, wird gemäß der IEEE Transactions on Communications ein Phasenkorrektursignal für den Empfänger-oszillator erzeugt, das bestimmt, in welche Richtung der Empfänger-oszillator bezüglich seiner Frequenz bzw. Phase nachgeführt wird. Wann und wie lange ein solches Phasenkorrektursignal für den Empfänger-oszillator bereitgestellt wird, hängt davon ab, in welches Gebiet der Ebene der komplex betrachteten QAM-Empfangssignale ein jeweiliger Empfangswert fällt. Die Lage und Form der das Phasenkorrektursignal initiiierenden sogenannten aktiven Gebiete haben Einfluß darauf, ob und wie schnell der Zustand der Trägersynchronität erreicht wird, so daß dann der Phasenregelkreis im "Tracking mode" weiter betrieben werden kann. Im "Tracking mode" werden nur noch geringe Trägerphasenabweichungen ausgeregelt.

Die Anordnung der Trägerrückgewinnung gemäß IEEE Transactions on Communications ist gerade bei hochstufigen QAM-Signalen (64-QAM, 256-QAM) bei großen anfänglichen Frequenzablagen nicht in der Lage, den Träger des Empfänger-oszillators auf den Träger des QAM-Empfangssignals zu synchronisieren. Außerdem ist die bekannte Anordnung zu wenig robust gegenüber Signalverfälschungen, wie z. B. Pegelschwankungen, additive Störungen und Signalverzerrungen. Dies ist begründet in der Lage und Form der aktiven Gebiete sowie in der Art oder Operation, durch die dann aus dem Empfangssignal das Phasenkorrektursignal gebildet wird.

Eine einleitend dargelegte Anordnung, welche in der Lage ist, auch bei einer hohen anfänglichen Frequenzablage den Träger des Empfänger-oszillators auf dem Träger des QAM-Empfangssignals zu synchronisieren, wobei der Synchronisationsvorgang gegenüber Signalverfälschungen unempfindlich ist, geht aus der DE 41 00 099 C1 hervor. Die darin beschriebene Lage der aktiven Gebiete im Bereich der äußeren QAM-Empfangssignalwerte ist allerdings nur möglich, wenn es sich um ein quadratisches Symbolalphabet handelt, d. h. die QAM-Empfangssignalwerte in der komplexen Ebene eine quadratische Fläche belegen. Oft werden aber kreisförmige Symbolalphabete verwendet, weil sie gegenüber quadratischen Symbolalphabeten einen geringeren mittleren Leistungsaufwand erfordern.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, eine Anordnung der eingangs genannten Art anzugeben, die auch bei nicht quadratischen Symbolalphabeten den Träger des Empfänger-oszillators auf den Träger des QAM-Empfangssignals selbst bei einer hohen anfänglichen Frequenzablage zu synchronisieren vermag, wobei der Synchronisationsvorgang gegenüber Signalverfälschungen möglichst unempfindlich sein soll.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch die Merkmale des Anspruchs 1 gelöst. Vorteilhafte Ausführungen der Erfindung gehen aus den Unteransprüchen hervor.

Die aktiven Gebiete in der komplexen Ebene sind bezüglich ihrer Lage und Form gemäß der Erfindung so gewählt, daß die dadurch initiierten Phasenkorrektursignale den Empfänger-oszillator selbst bei großen anfänglichen Frequenzablagen und selbst bei stärkeren Verfälschungen der QAM-Empfangssignale sicher in den synchronen Zustand führen.

Anhand mehrerer in der Zeichnung dargestellter Ausführungsbeispiele wird nun die Erfindung näher erläutert. Es zeigt

Fig. 1 einen Phasenregelkreis als QAM-Empfänger,

Fig. 2 einen Frequenzdetektor aus dem QAM-Empfänger.

Fig. 3 die Ebene der komplexen QAM-Empfangssignalwerte.

Fig. 4 eine zum Frequenzdetektor gehörende Speicherschaltung und

Fig. 5 einen Frequenzdetektor mit einem PROM als Gebietsentscheider.

Die Fig. 1 stellt einen Phasenregelkreis als QAM-Empfänger dar. Dieser Phasenregelkreis besitzt zwei Demodulatoren 10 und 11, die das ihnen über die Eingangsleitung 3 zugeführte QAM-Empfangssignal in die zwei Basisbandsignale  $X_1(t)$  und  $Y_1(t)$  umsetzen. In den beiden Basisbandsignalen  $X_1(t)$  und  $Y_1(t)$  unterdrücken Tiefpässe 13 und 14 unerwünschte Signalanteile und generieren so die zwei Signale  $X(t)$  und  $Y(t)$ . Beide Signale  $X(t)$  und  $Y(t)$  werden einem Frequenzdetektor 15 zugeführt, der die Signale  $X(t)$  und  $Y(t)$  in einer später noch genauer beschriebenen Art und Weise auswertet und ein Phasenkorrektursignal  $S$  daraus ableitet, das über die Ausgangsleitung 5 an ein Regelfilter 16 abgegeben wird. Dieses Regelfilter 16 hat die Aufgabe, das Phasenkorrektursignal  $S$  zu glätten und es an einen steuerbaren Empfängeroszillator 17 weiterzuleiten, der ein Trägersignal für die Demodulatoren 10 und 11 generiert, wobei das Trägersignal für den Demodulator 11 von einem Phasenschieber 12 um  $90^\circ$  phasengedreht wird. Der Phasendetektor 15 benötigt zum Abtasten der aus dem QAM-Empfangssignal demodulierten, um  $90^\circ$  gegeneinander phasenversetzten Signalkomponenten  $X(t)$  und  $Y(t)$  einen über eine Leitung 7 zugeführten Abtasttakt  $T$ .

Die Signalkomponenten  $X(t)$  und  $Y(t)$  geben nur dann exakt den jeweiligen QAM-Empfangssignalwert wieder, wenn der vom Empfängeroszillator 17 erzeugte Träger mit dem Träger des QAM-Empfangssignals phasensynchron ist. Zu Beginn einer Datenübertragung oder nach einem Systemausfall, dann wenn die Frequenzablage zwischen dem Träger des Empfängeroszillators 17 und dem Träger des QAM-Empfangssignals sehr groß ist, hat der Frequenzdetektor 15 ein solches Phasenkorrektursignal  $S$  zu erzeugen, das den Empfängeroszillator 17 auf den Träger des QAM-Empfangssignals nachführt.

Die Fig. 2 zeigt ein Blockschaltbild eines Frequenzdetektors 15, der die genannte Voraussetzung erfüllt. Der Frequenzdetektor 15 besitzt zwei Abtasthalteglieder 20 und 21, welche die über die Leitungen 4 und 6 zugeführten Empfangssignalkomponenten  $X(t)$  und  $Y(t)$  im Rhythmus des Abtasttaktes  $T$  abtasten und zu jedem Zeitpunkt an ihren Ausgängen 24 und 25 die abgetasteten Empfangssignalkomponenten  $X$  und  $Y$  abgeben. Die beiden abgetasteten Empfangssignalkomponenten  $X$  und  $Y$  bilden jeweils zusammen einen QAM-Empfangssignalwert. Betrachtet man jeden QAM-Empfangssignalwert als komplexe Größe mit dem Realteil  $X$  und dem Imaginärteil  $Y$ , so lassen sich alle möglichen QAM-Empfangssignalwerte in einer komplexen Ebene darstellen, wie der Fig. 3 zu entnehmen ist. In der komplexen Ebene der Fig. 3 ist beispielsweise ein kreisförmiges Symbolalphabet eingezeichnet. Der Frequenzdetektor 15 enthält einen sogenannten Gebietsentscheider 22, der aus den beiden Empfangssignalkomponenten  $X$  und  $Y$  an zwei Ausgängen 26 und 27 zwei Gebietsindikatorsignale  $R$  und  $L$  ableitet, aus denen eine noch näher zu beschreibende Schaltungsvorrichtung 23 das Phasenkorrektursignal  $S$  erzeugt. Zunächst soll die Funktionsweise des Gebietsentscheiders 22 und der Schaltungsvorrichtung 23 dargelegt werden, bevor dann anhand der Fig. 4 und 5 die Schaltungen detaillierter beschrieben werden.

Die in der Fig. 3 dargestellte komplexe Ebene der QAM-Empfangssignalwerte ist in sogenannte aktive Gebiete  $R_1, R_2, R_3, R_4$  und  $L_1, L_2, L_3, L_4$  und in sogenannte passive Gebiete, welche die Bereiche zwischen den aktiven Gebieten belegen, unterteilt. Die mit  $A_1, A_2, A_3$  und  $A_4$  gekennzeichneten Punkte in der komplexen Ebene stellen diejenigen QAM-Empfangssignalwerte dar, welche von allen vorkommenden QAM-Empfangssignalwerten dem Ursprung der komplexen Ebene am nächsten liegen. Bei dem in Fig. 3 dargestellten Ausführungsbeispiel liegen die innersten QAM-Empfangssignalwerte  $A_1, A_2, A_3$  und  $A_4$  auf den Winkelhalbierenden in den einzelnen Quadranten der komplexen Ebene. Für den Fall, daß der Empfängeroszillator 17 noch nicht auf die Trägerfrequenz des QAM-Empfangssignals eingeregelt ist, laufen die in der Phasenregelschleife demodulierten Empfangssignalwerte auf Kreisen um den Ursprung der komplexen Ebene herum. Erst wenn der synchrone Zustand erreicht ist, decken sich die innersten demodulierten Empfangssignalwerte mit den Punkten  $A_1, A_2, A_3$  und  $A_4$  in der komplexen Ebene. Die aktiven Gebiete  $R_1, R_2, R_3, R_4$  und  $L_1, L_2, L_3, L_4$  werden sinnvollerweise achsensymmetrisch zu den Winkelhalbierenden in den einzelnen Quadranten der komplexen Ebene angeordnet. Die aktiven Gebiete  $R_1 \dots R_4$  und  $L_1 \dots L_4$  sind dem Gebietsentscheider 22 vorgegeben. Er stellt durch Schwellwertentscheidung fest, ob ein QAM-Empfangssignalwert in eines der aktiven Gebiete gelangt. Ist das der Fall, so gibt der Frequenzdetektor 15 ein Phasenkorrektursignal an den Empfängeroszillator 17 ab. Je nachdem, in welche Richtung die noch nicht synchronen QAM-Empfangssignalwerte sich um den Ursprung der komplexen Ebene herum drehen, muß das Phasenkorrektursignal  $S$  den Empfängeroszillator 17 veranlassen, die Phase seines Trägers entgegen der Drehrichtung der QAM-Empfangssignalwerte zu verändern. Um also zu erreichen, daß bei einer Rechtsdrehung der QAM-Empfangssignalwerte ein linksgerichtetes Phasenkorrektursignal und bei einer Linksdrehung der QAM-Empfangssignalwerte ein rechtsgerichtetes Phasenkorrektursignal gebildet wird, durchlaufen die sich drehenden Empfangssignalwerte abwechselnd rechtsaktive Gebiete  $R_1 \dots R_4$  — in diesen Gebieten wird ein linksgerichtetes Phasenkorrektursignal  $S$  initiiert — und linksaktive Gebiete  $L_1 \dots L_4$  — in diesen Gebieten wird ein rechtsgerichtetes Phasenkorrektursignal  $S$  initiiert. Dabei können die in den einzelnen Quadranten der komplexen Ebene liegenden zwei aktiven Gebiete sehr eng benachbart sein. Der Abstand zwischen einem rechtsaktiven Gebiet und einem linksaktiven Gebiet in zwei unterschiedlichen Quadranten muß aber ausreichend groß gewählt werden, so daß von den aktiven Gebieten  $R_1 \dots R_4, L_1 \dots L_4$ , die von den QAM-Empfangssignalwerten der Reihe nach durchlaufen werden, im Mittel ein Phasenkorrektursignal  $S$  erzeugt wird, das in der Lage ist, den Empfängeroszillator 17 einzurasten. Tritt z. B. bei einer Rechtsdrehung ein QAM-Empfangssignalwert in das rechtsaktive Gebiet  $R_1$  ein, so wird dort ein rechtsgerichtetes Phasenkorrektursignal  $S$  initiiert, das die ungewollte Rechtsdrehung der QAM-Empfangssignalwerte sogar noch unterstützt. Das sich direkt an das rechtsaktive Gebiet  $R_1$  anschließende linksaktive Gebiet  $L_1$  sorgt aber dafür, daß ein Phasenkorrektursignal  $S$  gebildet wird, das der Rechtsdrehung entgegenwirkt. Dieses Phasenkorrektursignal bleibt auch noch wirksam, nachdem der QAM-Empfangssignalwert dieses linksaktive Gebiet  $L_1$  verläßt und ein

zwischen ihm und dem in einem weiteren Abstand folgenden rechtsaktiven Gebiet  $R_2$  liegendes passives Gebiet durchläuft. Es zeigt sich also, daß bei einer Rechtsdrehung der QAM-Empfangssignalwerte die linksdrehende Wirkung des Phasenkorrektursignals  $S$  im Mittel überwiegt, und entsprechend wird bei einer Linksdrehung der QAM-Empfangssignalwerte die rechtsdrehende Wirkung des Phasenkorrektursignals  $S$  ausschlaggebend sein.

Damit im Mittel ein den Empfängeroszillator 12 rasch und zuverlässig nachführendes Phasenkorrektursignal  $S$  entsteht, sind die Grenzen der aktiven Gebiete  $R_1 \dots R_4, L_1 \dots L_4$  so zu wählen, daß bei einer rechtsgerichteten/ linksgerichteten Drehung der QAM-Empfangssignalwerte aus dem synchronen Phasenzustand heraus um einen Winkel der kleiner als  $45^\circ$  ist, keiner dieser Werte ein linksaktives/rechtsaktives Gebiet durchläuft. Beachtet man bei der Festlegung der Grenzen der aktiven Gebiete zudem, daß bei Phasensynchronität zwischen den beiden Trägern keine QAM-Empfangssignalwerte in ein aktives Gebiet  $R_1 \dots R_4, L_1 \dots L_4$  fallen, so läßt sich dadurch u. U. noch eine Verbesserung der Phasenkorrektur erreichen.

Es wurde bereits gesagt, daß ein durch ein aktives Gebiet initiiertes Phasenkorrektursignal  $S$  beizubehalten ist, wenn ein QAM-Empfangssignalwert aus diesem aktiven Gebiet heraus in ein benachbartes passives Gebiet eintritt. Zu diesem Zweck ist die in Fig. 2 dargestellte Schaltungsvorrichtung 23 vorgesehen. Diese stellt jeweils eine von dem Gebietsentscheider 22 abgegebene Information über das Eintreffen eines QAM-Empfangssignalwertes in ein aktives Gebiet als Phasenkorrektursignal für den Empfängeroszillator 17 an ihrem Ausgang zur Verfügung. Gleichzeitig hält sie diese Information fest, um sie während der Zeit, in der der QAM-Empfangssignalwert das dem aktiven Gebiet nachfolgende passive Gebiet durchläuft, als Phasenkorrektursignal an den Empfängeroszillator 17 abzugeben.

Die Gebietsindikationsignale  $R$  und  $L$  an den Ausgängen 26 und 27 des Gebietsentscheiders 22 erhalten in Abhängigkeit vom Gebiet, in das der jeweilige QAM-Empfangssignalwert  $X + jY$  auftritt, folgende Binärwerte:

$R$	$L$	
1	0	wenn $X + jY$ in einem rechtsaktiven Gebiet
0	1	wenn $X + jY$ in einem linksaktiven Gebiet
0	0	wenn $X + jY$ in einem passiven Gebiet

Ein Beispiel zur Realisierung der Schaltungsvorrichtung 23, welche aus den an den beiden Ausgängen 26 und 27 des Gebietsentscheiders 22 erscheinenden Gebietsindikationsignalen  $R$  und  $L$  das eigentliche Phasenkorrektursignal  $S$  für den Empfängeroszillator 17 bildet, zeigt die Fig. 4. Die Schaltungsvorrichtung 23 ist ein RS-Flip-Flop, das aus den beiden Gebietsindikationsignalen  $R$  und  $L$  nach folgender Vorschrift das Phasenkorrektursignal  $S_n$  ableitet, wobei  $S_n$  das Phasenkorrektursignal zum Zeitpunkt  $n$  ist:

$$S_n = R \vee (S_{n-1} \wedge \bar{L}) = L \vee (R \vee S_{n-1}),$$

wobei  $S_n = 1$ , wenn ein QAM-Empfangssignalwert in einem rechtsaktiven Gebiet auftritt ( $R = 1, L = 0$ ) und  $S_n = 0$  ist, wenn ein QAM-Empfangssignalwert in einem linksaktiven Gebiet auftritt ( $R = 0, L = 1$ ). Tritt ein QAM-Empfangssignal aus einem aktiven Gebiet in ein passives Gebiet, so bleibt der zuvor in dem aktiven Gebiet ermittelte Phasenkorrekturwert  $S_{n-1}$  erhalten ( $S_n = S_{n-1}$  bei  $R = 0, L = 0$ ).

Die Fig. 5 zeigt eine alternative Ausführung für den das Phasenkorrektursignal  $S$  bildenden Frequenzdetektor. Der zugehörige Gebietsentscheider ist hier ein Speicher (PROM) 42, in dem die zu den aktiven und passiven Gebieten gehörenden Phasenkorrekturwerte abgespeichert sind. Entsprechend dem in EP 2 49 045 beschriebenen Verfahren ist die gesamte komplexe Ebene in Teilgebiete unterteilt, und jedem Teilgebiet ist ein Speicherplatz zugeordnet, in dem ein Phasenkorrektursignal eingeschrieben ist. Diese Phasenkorrektursignale sind so gewählt, daß sie zum einen eine schnelle und zuverlässige Trägerrückgewinnung ermöglichen und zum anderen im "Tracking mode" die dann noch auftretenden Trägerphasenabweichungen ausregeln.

Die QAM-Empfangssignalkomponenten  $X$  und  $Y$  werden in A/D-Wandlern 40, 41 digitalisiert und stellen somit eine Adresse für denjenigen Speicherplatz dar, der dem Teilgebiet der komplexen Ebene entspricht, in den der jeweilige QAM-Empfangssignalwert  $X + jY$  fällt.

Der Speicher 42 gibt an seinem Ausgang 43 das zu dem von dem jeweiligen Empfangssignalwert getroffenen Teilgebiet gehörende Phasenkorrektursignal ab, das im synchronen Zustand ("Tracking mode") von der nachfolgenden Schaltungseinheit 48 unverändert weitergereicht wird, indem man diese über das Steuersignal 49 transparent schaltet. Wie oben beschrieben worden ist, muß im "Akquisition mode" (nichtsynchroner Zustand) das Phasenkorrektursignal aus einem aktiven Gebiet beibehalten werden, wenn ein QAM-Empfangssignalwert in ein benachbartes passives Gebiet eintritt. Dafür sorgt die Schaltungseinheit 48, welche die im Zusammenhang mit der Schaltungsvorrichtung 23 dargelegte Gedächtnisfunktion hat. Sie schaltet das jeweils am Ausgang 43 des Speichers 42 anliegende Phasenkorrektursignal durch, wenn das an ihrem Eingang 49 anstehende Steuersignal z. B. eine logische "1" ist und hält das vorhergehende Phasenkorrektursignal, wenn an ihrem Eingang 49 eine logische "0" ansteht. Ein ODER-Gatter 47 stellt für den Eingang 49 der Schaltungseinheit 48 eine logische "0" bereit, wenn der betreffende QAM-Empfangssignalwert in ein passives Gebiet fällt und wenn gleichzeitig feststeht, daß der synchrone Zustand noch nicht erreicht ist (Acquisition mode). Die Information darüber, ob ein QAM-Empfangssignalwert in ein aktives oder ein passives Gebiet fällt, gibt der Speicher 42 über seinen

Ausgang 45 an das ODER-Gatter 47 ab. Die Information darüber, ob der synchrone Zustand schon erreicht ist oder noch nicht, erfährt das ODER-Gatter 47 von einer Schaltung 46. Hier wird als Steuersignal in einem Lockdetektor ein sogenanntes "Lock-Signal" generiert, das z. B. im Acquisition mode den logischen Wert "0" und im Tracking mode den Wert "1" hat. Dazu wird beispielsweise im PROM eine Matrix der Form abgespeichert, daß innerhalb eines Rasterabstandes  $d$  um die erlaubten QAM-Zustände herum z. B. der Wert "1" und außerhalb der Wert "0" steht. Im Acquisition mode, d. h. bei rotierendem Träger, werden häufig Gebiete in größerem Abstand als  $d$  von erlaubten QAM-Zuständen getroffen, so daß sich durch zeitliche Mittelung der aus dem PROM 42 ausgelesenen Werte im Block 46 ein nicht stark von Null abweichendes Signal ergibt.

Den Abstand  $d$  muß man so wählen, daß im Tracking mode auch bei starken Signalverzerrungen meistens Gebiete in der Matrix getroffen werden, denen eine "1" zugeordnet ist. Durch zeitliche Mittelung erhält man im Tracking mode ein Signal in der Nähe von Eins und kann daraus durch Anwendung einer Entscheiderfunktion mit geeigneter Entscheiderschwelle das gewünschte Lock-Signal generieren. Mit dem ODER-Gatter 47 wird im Tracking mode die Haltefunktion über das Steuersignal 47 am Ausgang 49 des ODER-Gatters aufgehoben, so daß die Phasendiskriminatorsignale am Ausgang 43 des PROM 40 ständig als Regelsignale  $S$  zum Oszillator gelangen. Damit kann man einen unerwünschten großen Phasenjitter vermeiden, der durch Anwendung der Haltefunktion bei eingerastetem Träger entstehen würde.

Abweichend von der in Fig. 5 dargestellten Schaltung kann die Ansteuerung der Schaltungseinheit 48 über ihren Eingang 49 auch mit anderen logischen Signalen erfolgen. Es muß nur erfüllt sein, daß die Gedächtnisfunktion der Schaltungseinheit 48 im synchronen Zustand und bei Durchlaufen der QAM-Empfangssignale von aktiven Gebieten außer Kraft gesetzt wird.

#### Patentansprüche

1. Anordnung zur Trägerrückgewinnung in einem Empfänger für quadraturamplitudenmodulierte (QAM)-Signale, die Mittel aufweist, um aus einem QAM-Empfangssignal eine Information über die Phasenablage des von einem Empfängeroszillator erzeugten Trägers gegenüber dem Träger des QAM-Empfangssignals abzuleiten, welche Information dazu dient, um die Frequenz des Empfängeroszillators auf die Trägerfrequenz des QAM-Empfangssignals nachzuführen, wobei ein Gebietsentscheider die Ebene der komplexen QAM-Empfangssignalwerte in aktive Gebiete und in passive Gebiete aufteilt und Mittel vorhanden sind, die jedesmal, wenn ein QAM-Empfangssignalwert in ein aktives Gebiet gelangt, ein Phasenkorrektursignal abgeben, das die Nachführinformation für den Empfängeroszillator darstellt, und diese Mittel beim Austritt eines QAM-Empfangssignalwertes aus einem aktiven Gebiet in ein passives Gebiet das Phasenkorrektursignal aus dem vorhergehenden aktiven Gebiet beibehalten, wobei jeweils ein aktives Gebiet, dem eine rechtsgerichtete Phasendrehung veranlassendes Phasenkorrektursignal zugeordnet ist und ein aktives Gebiet, dem eine linksgerichtete Phasendrehung veranlassendes Phasenkorrektursignal ( $S$ ) zugeordnet ist, benachbart sind, und die aktiven Gebiete so gelegt und deren Grenzen so gewählt sind, daß bei einer rechtsgerichteten/linksgerichteten Drehung der QAM-Empfangssignalwerte aus dem synchronen Phasenzustand heraus um einen Winkel, der kleiner als  $45^\circ$  ist, keiner der QAM-Empfangssignalwerte eine linksgerichtete/rechtsgerichtete Phasendrehung bewirkendes aktives Gebiet durchläuft, **dadurch gekennzeichnet**, daß die aktiven Gebiete ( $R_1, R_2, R_3, R_4, L_1, L_2, L_3, L_4$ ) um das Zentrum der komplexen Ebene verteilt angeordnet und so bemessen sind, daß sie ausschließlich von den innersten QAM-Empfangssignalwerten ( $A_1, A_2, A_3, A_4$ ) der komplexen Ebene durchlaufen werden.
2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Grenzen der aktiven Gebiete ( $R_1, R_2, R_3, R_4, L_1, L_2, L_3, L_4$ ) so gewählt sind, daß bei Phasensynchronität zwischen den beiden Trägern keiner der QAM-Empfangssignalwerte in ein aktives Gebiet ( $R_1, R_2, R_3, R_4, L_1, L_2, L_3, L_4$ ) fällt.
3. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß in jedem Quadranten der komplexen Ebene jeweils ein eine rechtsgerichtete Phasendrehung bewirkendes aktives Gebiet ( $R_1, R_2, R_3, R_4$ ) und ein eine linksgerichtete Phasendrehung bewirkendes aktives Gebiet ( $L_1, L_2, L_3, L_4$ ) symmetrisch zur Winkelhalbierenden des Quadranten angeordnet sind.
4. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine Schaltungsvorrichtung (23) vorhanden ist, welche jeweils eine von dem Gebietsentscheider abgegebene Information ( $R, L$ ) über das Eintreffen eines QAM-Empfangssignalwertes in ein aktives Gebiet ( $R_1, R_2, R_3, R_4, L_1, L_2, L_3, L_4$ ) als Phasenkorrektursignal ( $S$ ) für den Empfängeroszillator (17) an ihren Ausgang (5) zur Verfügung stellt und gleichzeitig diese Information festhält, um sie während der Zeit, in der der QAM-Empfangssignalwert das dem aktiven Gebiet ( $R_1, R_2, R_3, R_4, L_1, L_2, L_3, L_4$ ) nachfolgende passive Gebiet durchläuft, als Phasenkorrektursignal ( $S$ ) an den Empfängeroszillator (17) abzugeben.
5. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Gebietsentscheider (22) ein Speicher ist, in dem die zu den aktiven und passiven Gebieten gehörenden Phasenkorrekturwerte abgespeichert sind und daß jeder dem Gebietsentscheider zugeführte digitalisierte QAM-Empfangssignalwert eine Adresse für den Speicherplatz darstellt, der dem Gebiet der komplexen Ebene entspricht, in das der jeweilige QAM-Empfangssignalwert fällt.
6. Anordnung nach einem der bisherigen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß gesteuert durch eine Schaltungsvorrichtung (46, 47, 48), die den synchronen Zustand erkennt, die Haltefunktion für die Nachführinformation des Empfängeroszillators nach Erreichen des synchronen Phasenzustandes abgeschaltet wird.

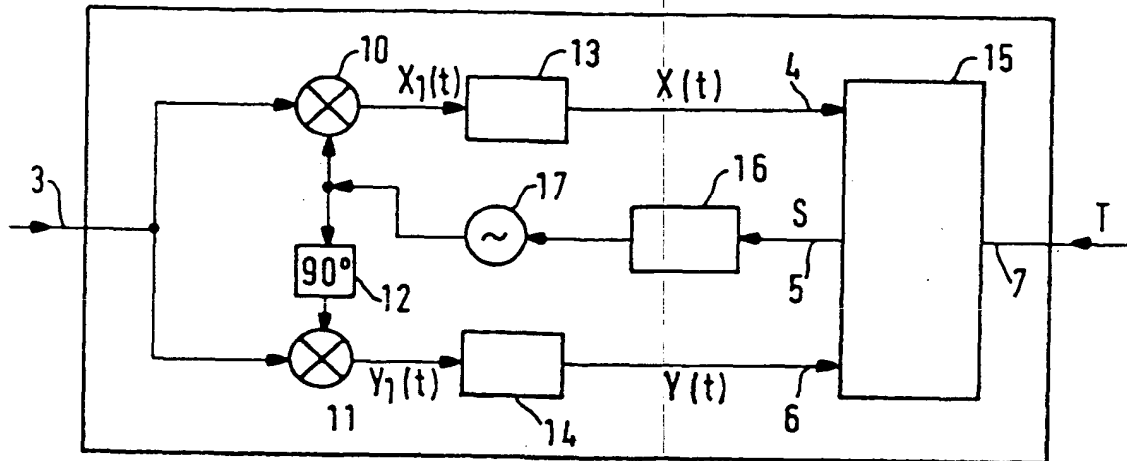


FIG. 1

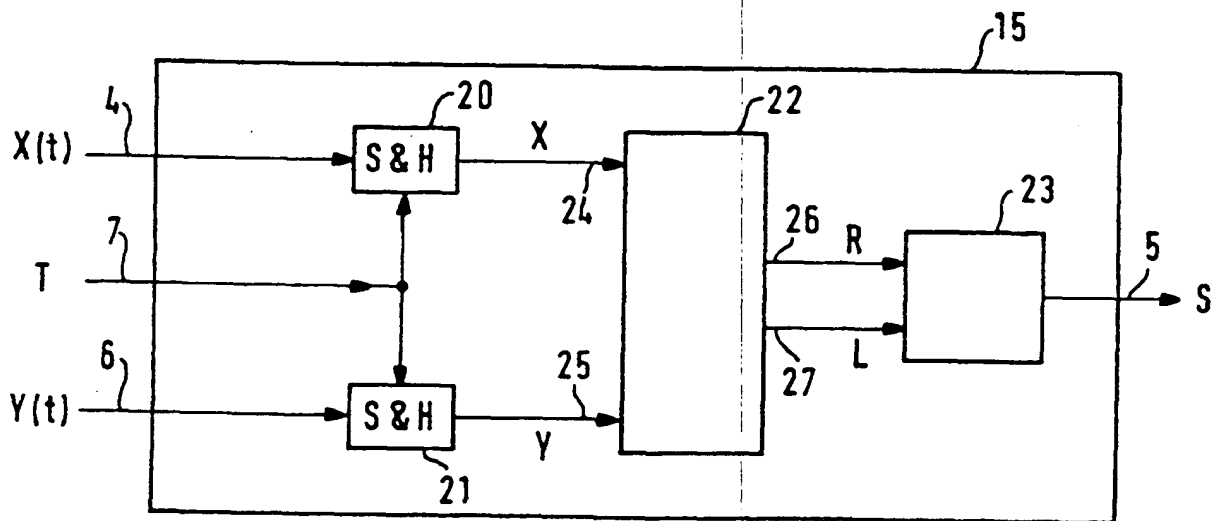


FIG. 2

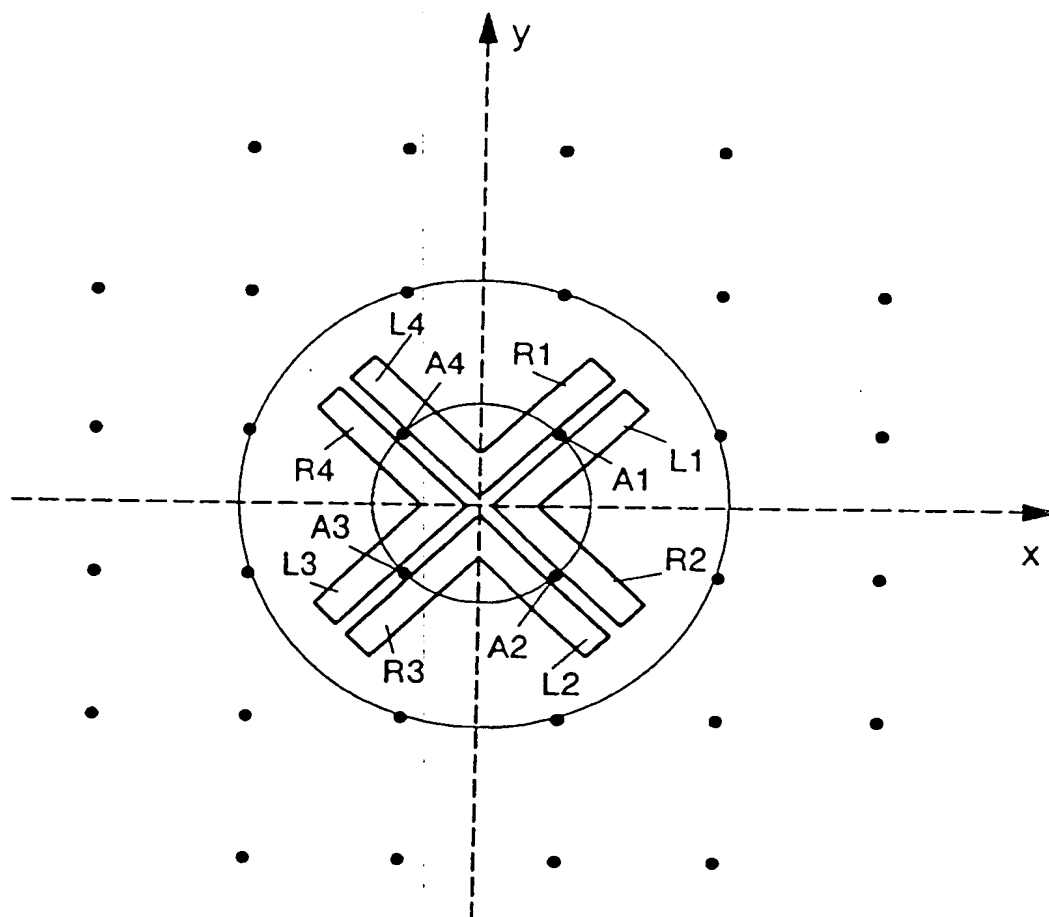


FIG. 3

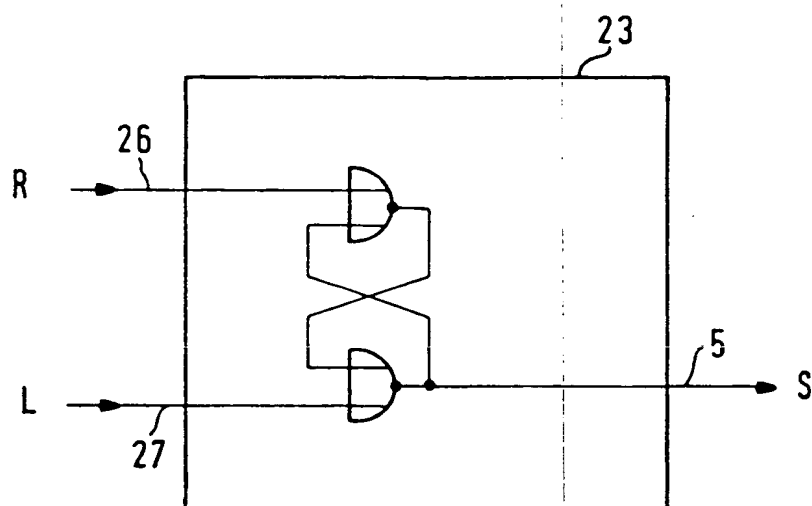


FIG. 4

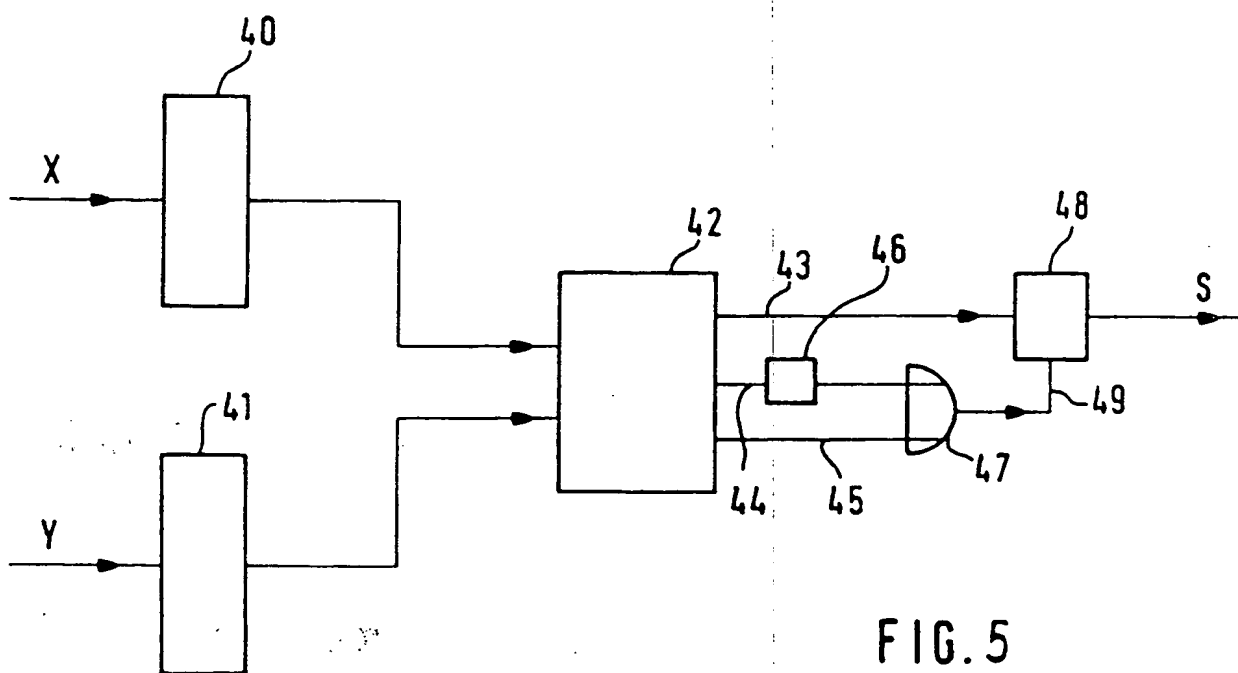


FIG. 5



# Carrier Recovery Systems for Arbitrarily Mapped APK Signals

YOSHIO MATSUO AND JUNJI NAMIKI

**Abstract**—This paper introduces new carrier recovery techniques for general amplitude-phase keying (APK) modulation signals. The APK's include not only normal QAM but also arbitrarily mapped APK's, including an unsymmetrical APK. Difficulty in phase error detection due to signal mapping complexity, undesirable stable-lock point existence, and the contradiction between a fast acquisition and an accurate steady state performance can be overcome. For that purpose, an acquisition mode and a steady-state mode are used. Furthermore, read-only memories (ROM) are used for recognizing various system states. Random sampling controlled PLL noise performance and acquisition mode carrier recovery circuit pull-in performance with hysteresis property was obtained.

## I. INTRODUCTION

A NUMBER of suppressed carrier two-dimensional multi-level signal constellations have been studied for minimizing error probability in Gaussian noise under an average power constraint [1]–[3]. Of these constellations, several have been used in telephony channel data modems, where fairly complicated signal processing is acceptable by the use of a high-speed microprocessor [4]. Even in microwave high-speed digital transmission, the modulation format has recently been extended to multilevel signal constellations. In practice, however, only relatively simple mapping, such as 16 QAM [5], is used due to its manufacturing feasibility. However, even in this band, it is desired to use more complicated mapping, because its characteristics are superior to the other conventional modulation format. Fig. 1 shows arbitrarily mapped APK examples. The example shown in Fig. 1(a) has an advantage of about 1.8 dB in signal-to-noise ratio over a conventional 8 phase PSK. An even more sophisticated constellation is proposed for frequency division multiplexed (FDM) telephony signal transmission [3].

This paper introduces new carrier recovery techniques, applicable to all arbitrary APK's for medium-speed data transmission. An analog-to-digital converter (A/D), a digital-to-analog converter (D/A), and many digital logical circuits are used effectively in combination with analog components, such as shaping filters, controllable amplifiers, and a VCO. Read-only memories (ROM's) are extensively used for observing various system states. Provided the digitalized in-phase and quadrature input signals ( $I$  and  $Q$ ) are supplied to an ROM input as address signals, it is possible to obtain any complicated decision threshold for the arbitrarily mapped APK on an  $I$ - $Q$  plane, as indicated by solid lines in Fig. 1(a). It is easy

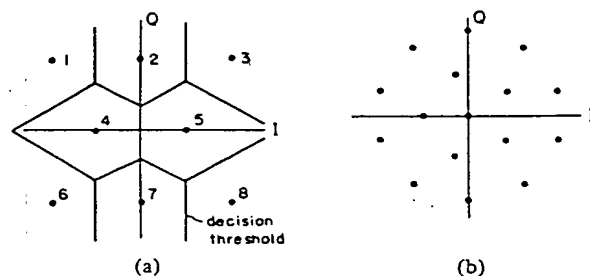


Fig. 1. Arbitrarily mapped APK examples. (a) Eight-point triangular signal constellation. (b) 16 point signal constellation.

to decide which signal point is transmitted by the ROM table look-up method. Similarly, it can be determined how the signal constellation is received. Accordingly, it is possible to treat any signal constellation which is more complicated than that of multilevel QAM or multiphase PSK by using the ROM table look-up method. Moreover, the decision feedback principle can be employed for the carrier recovery, automatic level control (ALC), and dc offset controls by the ROM table look-up method.

Difficulty in carrier recovery increases as the signal constellation becomes more complicated. Especially, phase error detection, undesirable stable-lock phenomenon prevention, and pull-in range extension become difficult. The carrier recovery phase-lock loop (PLL) not only has the desired stable-lock points at zero phase error, but also has several undesired stable-lock points in addition to  $n$ -fold ambiguity [6].

The undesired stable points are a problem in an acquisition process. This paper introduces the subconstellation concept, to solve this problem. The subconstellation includes only a part of the signal points in the original constellation. Fast and stable acquisition can be accomplished for the arbitrarily mapped APK by introducing this subconstellation concept, as mentioned in Section IV.

The transmitted signal points are generated at random; hence, the signal points in the subconstellation appear at the receiver side at random intervals. As the carrier phase is controlled in the acquisition mode only when the received signal point is included in the subconstellation, the phase control is performed at random intervals. Therefore, the relation between carrier recovery performances and control interval randomness was studied and results are reported in Section VI.

The proposed carrier recovery PLL has an acquisition mode and a steady-state mode. In the first mode, the PLL has a wide noise bandwidth. In the second mode, the PLL does not need the subconstellation concept and uses all signal points for carrier phase control. Fine automatic level control and dc offset

Manuscript received May 30, 1981; revised March 23, 1982.

The authors are with the Communication Research Laboratory, C & C Systems Research Laboratories, Nippon Electric Company, Ltd., Kawasaki, Kanagawa 213, Japan.

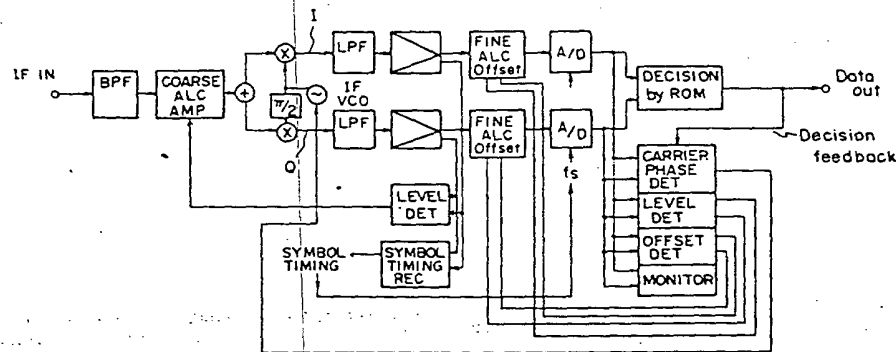


Fig. 2. Arbitrary APK demodulator.

control are required so that the decision feedback control may operate ideally. The mode change between two modes is performed by observing the system state by use of the ROM table look-up method in this system.

## II. CONTROL SYSTEM OUTLINE

A block diagram for the arbitrary APK demodulator is depicted in Fig. 2. In this demodulator, many digital logic circuits are used effectively in combination with analog components. This demodulator has two operational modes to compromise the contradiction between a fast acquisition and an accurate steady-state performance.

This demodulator operates according to the decision feedback principle. In this principle, the decision error probability for received signals is presupposed to be sufficiently small. To satisfy this presupposition, the symbol timing recovery must have been completely finished prior to the decision feedback control, so that the coherent-detected signal can be sampled at the maximum eye opening timing without intersymbol interference. The timing signal is conventionally extracted by a combination of a square law device and a timing tank filter, whose input is the demodulated signal. The coarse ALC adjusts the input signal level roughly to the normal level, so that the signal points in the subconstellation can be selectively detected by their signal level difference, as mentioned in Section IV. The coarse ALC is performed by adjusting the mean-square level of the demodulated signal to the predetermined level.

After passing through fine ALC and dc offset control amplifiers, the in-phase and quadrature signals are converted into two digital signals by two A/D converters, respectively.

The symbol estimation (decision) concerning the digitalized signal  $r$  is performed by the ROM table look-up method. The difference between  $r$  and its estimate value  $\hat{r}$  is used for carrier phase control as an error vector. The carrier phase is controlled so as to minimize this error vector, as mentioned in Section V.

Working control circuits in each mode are listed in Table I.

TABLE I  
WORKING CONTROL CIRCUITS IN EACH MODE

Mode	Acquisition Mode	Steady State Mode
Working control circuits	Coarse carrier recovery by sub-constellation concept	Fine carrier recovery by decision feedback with ROM table look up method
	Coarse ALC	Fine ALC
		dc-offset control
	Symbol timing recovery	

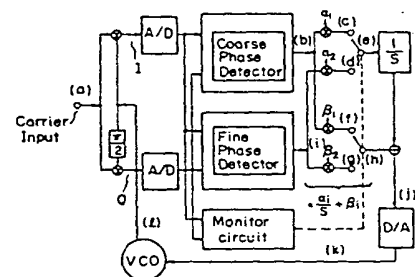


Fig. 3. Essential carrier control circuit.

figure, the loop

$$(a) - (b) - \frac{(f)}{(c)} - \frac{(h)}{(e)} - (j) - (k)$$

is the coarse carrier recovery loop which operates in the acquisition mode. The loop

$$(a) - (i) - \frac{(g)}{(d)} - \frac{(h)}{(e)} - (j) - (k)$$

is the fine carrier recovery loop which operates in the steady-state mode. A coarse phase detector and a fine phase detector in Fig. 3 are markedly different from each other. This difference is explained in Sections IV and V. The carrier recovery loop filter  $F_i(s)$  is expressed by

$$F_i(s) = \frac{\alpha_i}{s} + \beta_i \quad (1)$$

A carrier recovery circuit block diagram is shown in Fig. 3. This carrier recovery loop has two operational modes. In this

where  $F_1(s)$  is for acquisition mode, and  $F_2(s)$  is for steady-

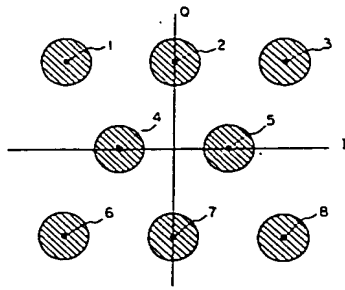


Fig. 4. Monitor window for eight-point triangular signal constellation shown in Fig. 1(a).

state mode. The  $F_1(s)$  and  $F_2(s)$  values are designed, respectively, so that each loop may be a wide-band loop for fast acquisition and a narrow-band loop for high stability.

The acquisition mode and the steady-state mode are selected by a monitor circuit, which observes whether or not the received signal points distribute around the normal points. This distribution is measured by the ROM table look-up method. An ROM table example for the signal constellation, shown in Fig. 1(a), is depicted in Fig. 4. In this figure, there are six hatched small circular windows on the I-Q plane. Each circular window is centered upon individual signal points, respectively.

This ROM output is binary: "1" or "0." Output "1" corresponds to the hatched portion, and "0" corresponds to the other portion. Provided the demodulator operates normally, the received signal points are disturbed by input noise around each signal point in the original signal constellation. Therefore, the ROM mostly generates "1" outputs. On the other hand, even if one of the demodulator controls, such as the carrier recovery, ALC, and dc offset control, is incomplete, the received signal constellation does not coincide with the original constellation. Then, the received signal points probably fall on the outside of the hatched small circular windows. In this case, the ROM mostly generates "0" outputs. By observing the average ROM output value, it can be determined whether all demodulator controls are normal or not.

#### IV. COARSE CARRIER RECOVERY LOOP

In the acquisition mode, false-lock onto undesired stable-lock points is a problem, as mentioned before. Even 16 QAM has undesired stable-lock points [6]. In general, the multilevel QAM constellation can be divided into four innermost signals set and others. The former has the same constellation as that of four-phase PSK. The four-phase PSK constellation does not have undesired stable-lock points. Therefore, if the recovered carrier phase is controlled only when one of four innermost signal points is received, the undesired stable-lock points for multilevel QAM are practically eliminated. Even for the arbitrarily mapped APK constellation, a subconstellation can be found which includes only such simple signal points as those of two- or four-phase PSK.

By introducing this subconstellation concept, fast and stable pull-in techniques for two- or four-phase PSK can be applied to the arbitrarily mapped APK demodulator.

Fig. 5(a) is one example of a subconstellation for the con-

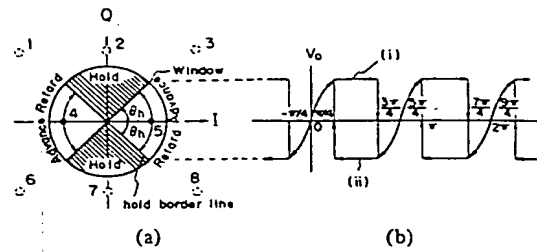


Fig. 5. (a) Coarse carrier recovery window. (b) Modified phase detector characteristic.

stellation shown in Fig. 1(a). In this figure, the subconstellation is distinguished from the original by a circular window, where only fourth and fifth signal points are included. Within this circular window, this complicated constellation can be treated as a binary-phase PSK constellation. This subconstellation is distinguished only by the signal level indicating outside or inside of the window. Therefore, some ALC function is required so that the circular window may be set correctly to pick up only the signals contained in the subconstellation.

The coarse phase detector also functions as a frequency discriminator, which is sensitive to frequency difference  $\Delta f$  between the VCO and the input carrier signal.

Fig. 5(b) shows this frequency-sensitive phase detector characteristic with hysteresis property. Using Fig. 5(a), the following explains how to obtain this characteristic. The fourth and fifth signals with  $\theta_e$  radian phase error are expressed by

$$r_i = S_i \cdot e^{j\theta_e} \quad (2)$$

where  $i = 4$  or  $5$ ,  $S_i$  is the signal vector for the fourth or fifth signal, and  $r_i$  is the received signal.

Phase error  $\theta_e$  can be obtained by

$$\theta_e \approx \sin \theta_e = \frac{\text{Im} \{S_i\}}{|S_i|} \cdot \text{sgn}(\text{Re} \{S_i\}). \quad (3)$$

Therefore, the rightmost term becomes the phase detector output. When the fourth or fifth signal point goes to a hatched portion, owing to carrier phase-unlock, the detector holds its imaginary value, picked up just before the fourth or fifth crosses the hold region border line. When the signal constellation rotates counterclockwise around the origin as shown in Fig. 5(a) due to carrier phase-unlock, modified phase detector output voltage becomes as shown in Fig. 5(b)(i). Similarly, the output voltage shown in Fig. 5(b)(ii) is for the clockwise signal constellation rotation. Large positive or negative dc components can be obtained from the phase detector for each case. This dc component polarity corresponds to the polarity of frequency difference  $\Delta f$  between VCO and input carrier.

This frequency difference discrimination property shortens the acquisition time and widens the capture range markedly.

Provided the phase detector frequently follows the signal constellation rotation, the hold output voltage becomes nearly equal to  $\pm \sin \theta_h$ . Practically, the detector cannot pick up the phase error more frequently than pulse repetition frequency. If this constellation rotation cycle is fast, compared with the de-

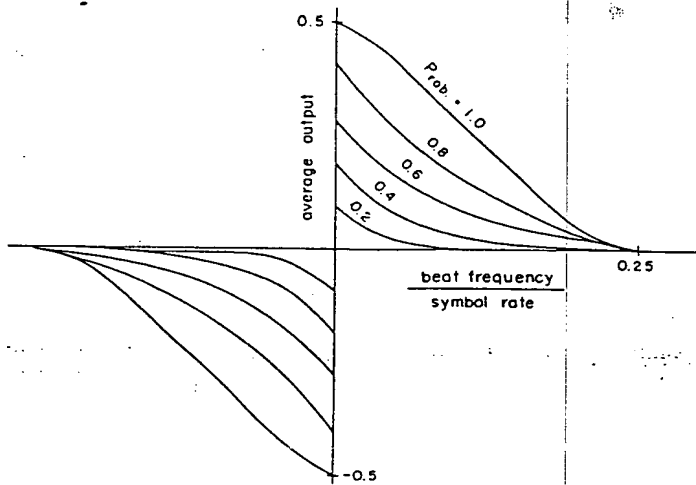


Fig. 6. Characteristic deterioration and control probability.

tector's data pickup interval, the held output voltage distributes widely in the  $(-\sin \theta_h, \pm \sin \theta_h)$  region and its average value becomes zero. Moreover, in the acquisition mode, only the error vectors for fourth and fifth signal points are used for carrier phase control, so the carrier phase control is regarded as a nonuniform sampling control (random sampling control). This nonuniformness also influences the discriminator characteristic in addition to the sampling control effect.

Before estimating these influences, "a control probability  $Pr$ " is defined as a new system parameter. This is defined as a probability by which the carrier phase is controlled by using the error vector for the predetermined subconstellation signal points. For example, control probability  $Pr$  for fine carrier recovery is 1, because all signal points shown in Fig. 1(a) are used for the carrier phase control. Provided all signal points in Fig. 1(a) are generated at equal probability,  $Pr$  for the subconstellation shown in Fig. 5(a) becomes 0.25 (fourth + fifth signals/first to eighth signal =  $2/8$ ). Fig. 6 shows the relation between discriminator output and (the beat frequency  $\Delta f$ )/(symbol rate) while changing  $Pr$  as a parameter. This is obtained by computer simulations.

The discriminator output level reduces as the beat frequency  $\Delta f$  between the VCO and the input becomes so large that it cannot be ignored as compared with the symbol rate, or the  $Pr$  becomes small.

This figure is applicable for  $M$ -phase PSK signal by substituting  $2/M$  times abscissa value for an existing abscissa value.

#### V. FINE CARRIER RECOVERY LOOP

Two phase error detection methods are introduced in this section. In the steady-state mode, the carrier phase is near a stable-lock point. Other demodulator controls such as ALC and dc offset control are satisfactory, so the decision error probability for the received signals is assumed to be small. Therefore, the carrier phase can be controlled by the typical decision feedback method. The first method is practically realized by the ROM table look-up. The ROM table example for the constellation shown in Fig. 1(a) is depicted in Fig. 7. The line between individual signal points represents the decision threshold as shown in Fig. 1(a). Radius lines through each

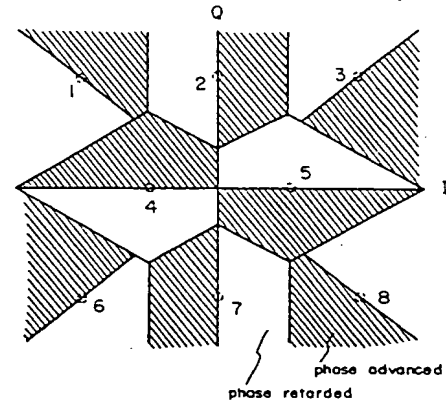


Fig. 7. Decision threshold on fine carrier recovery for eight-point triangular signal constellation shown in Fig. 1(a).

signal point are phase error direction thresholds. If the signal constellation is slightly rotated clockwise, owing to carrier phase error, all signal points fall within the hatched portion of this figure. On the other hand, if the signal constellation is slightly rotated counterclockwise, all signal points fall within the nonhatched portion. These hatched and nonhatched portions correspond to ROM binary outputs "1" and "0," respectively. Accordingly, the carrier phase can be controlled by the ROM output average value, which correctly shows the carrier phase error direction.

The phase error for any arbitrary APK's can be detected in a binary form with an ROM table shown in Fig. 7. Equivalent phase error detection gain  $K_{de}$  for this binary error detector can be expressed as follows, when the phase error is very small [7].

$$K_{de} = \frac{2}{\sqrt{\pi} \cdot \sigma} \sum_i S_i \cdot \text{prob}(i) \quad (4)$$

where  $\sigma$  noise deviation

$S_i$   $i$ th signal point vector length from the origin

$\text{prob}(i)$   $i$ th signal point occurrence probability

$K_{de}$  depends on the signal-to-noise power ratio, as expressed in (4).

In the second method, the phase error is detected in multi-level form in proportion to itself. The phase error is obtained by use of the error vector  $e(e = r - \hat{r})$ . This method can be given by

$$\theta e = k \cdot \text{Im}\{e\} \quad \text{in first and fourth quadrants on the } I-Q \text{ plane} \quad (5)$$

$$\theta e = -k \cdot \text{Im}\{e\} \quad \text{in second and third quadrants} \quad (6)$$

where  $k$  is a positive constant. As a matter of course, the following expressions are also acceptable.

$$\theta e = k \cdot \text{Re}\{e\} \quad \text{in third and fourth quadrants} \quad (7)$$

$$\theta e = -k \cdot \text{Re}\{e\} \quad \text{in first and second quadrants.} \quad (8)$$



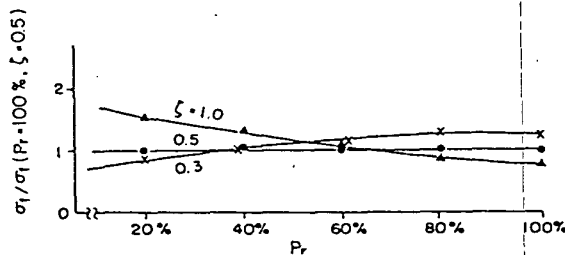


Fig. 10. Control probability  $P_r$  and VCO frequency deviation  $\sigma_f$ .

the equivalent integrator gain in the loop filter can be considered to become small. From this point of view, the phase jitter caused by input noise must become small as the  $P_r$  becomes small. However, Fig. 9 shows a contrary result, wherein phase jitter increases as  $P_r$  becomes small. This fact apparently depends on Step 4, where the VCO phase is left free for a long time without phase control as the  $P_r$  becomes small.

Fig. 10 shows the root mean square value of the VCO frequency deviation  $\sigma_f$ , while changing  $P_r$  and  $\zeta$ . This  $\sigma_f$  is also compared with that of PLL with 100 percent  $P_r$  and  $\zeta = 0.5$ . The relation between  $P_r$  and  $\zeta$  is very interesting. In 50-100 percent  $P_r$ ,  $\sigma_f$  becomes large as  $\zeta$  becomes small. On the other hand, in 20-50 percent  $P_r$ ,  $\sigma_f$  becomes small as  $\zeta$  becomes small.

These results showed an optimal damping factor so as to obtain small phase jitter and VCO frequency deviation under the given  $P_r$  value.

## VII. CONCLUSION

This paper introduces a new carrier recovery technique for general amplitude-phase keying (APK) modulation signals. Difficulty in phase error detection due to signal mapping complexity, false-lock phenomena, and the contradiction between a fast acquisition and an accurate steady state performance can be overcome. Random sampling controlled PLL noise performance and the coarse carrier recovery circuit pull-in performance with hysteresis property were studied.

The authors are convinced that a stable carrier recovery circuit can be obtained for any arbitrarily mapped APK signals by using abovementioned techniques and studies. These techniques have been applied to an actual satellite communication system [3], [12] and very good performances have been obtained.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors are grateful to Dr. Y. Sato for useful discussions. They are also grateful to many members of the Communication Research Labs, C & C Systems Research Laboratories of NEC, for their useful discussions.

## REFERENCES

- [1] G. J. Foschini, R. D. Gitlin, and S. B. Weinstein, "Optimization of two-dimension signal constellations in the presence of Gaussian

noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, pp. 28-38, Jan. 1974.

- [2] C. M. Thomas, C. L. May, and G. R. Welfi, "Hybrid amplitude-and-phase modulation for analog data transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 634-645, June 1975.
- [3] T. Furuya, M. Sugiyama, Y. Matsuo, Y. Katagiri, and H. Tanaka, "Hybrid modem for 120 channel FDM telephony signal transmission," in *Proc. 3rd Int. Conf. Digital Satellite Commun.*, 1975, pp. 91-98.
- [4] K. Watanabe, K. Inoue, and Y. Sata, "A 4800 bps microprocessor data modem," in *Conf. Rec., IEEE Int. Conf. Commun.*, June 1977, pp. 47.6.252-47.6.256.
- [5] K. Komaki, I. Horikawa, K. Morita, and Y. Okamoto, "Characteristics of a high capacity 16 QAM digital system in multipath fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-27, pp. 1854-1861, Dec. 1979.
- [6] M. K. Simon and J. G. Smith, "Carrier synchronization and detection of QASK signal sets," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, pp. 98-106, Feb. 1974.
- [7] Y. Matsuo, "Characteristics of the phase-locked loop with a rectangular phase comparator" (in Japanese), *Trans. IECE Japan*, vol. 54-B, no. 12, pp. 803-810.
- [8] F. D. Natali and K. C. Ward, "Digital equivalent phase estimation and detection study," AD Rep. AD-879717.
- [9] B. R. Eisenberg, "Gated phase-locked loop study," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-7, pp. 469-477, May 1971.
- [10] J. Namiki and Y. Matsuo, "Novel state variable analysis for coherent recovery circuit evaluation," in *Proc. Nat. Telecommun. Conf.*, 1979, pp. 35.3.1-35.3.5.
- [11] D. G. Schultz and J. L. Melsa, *State Functions and Linear Control Systems*. New York: McGraw-Hill, 1967.
- [12] D. Chakraborty, M. Sugiyama, and T. Muratani, "Field test of 120-channel hybrid modems via satellite," *COMSAT Tech. Rev.*, vol. 7, pp. 299-309, Spring 1977.



Yoshio Matsuo was born in Mie Prefecture, Japan, on November 1, 1941. He received the B.Eng. degree from Nagoya University, Nagoya, Japan in 1964.

He joined Nippon Electric Company, Ltd., Tokyo, Japan, in 1964 and is now Research Manager of the Communication Research Laboratory, C & C Systems Research Laboratories, Kanagawa, Japan. He has been engaged in research on guided millimeter-wave communication, digital satellite communication, and mobile communication systems.

Mr. Matsuo is a member of the Institute of Electronics and Communication Engineers of Japan.



Junji Namiki was born in Tokyo, Japan, on April 3, 1947. He received the B.E. and M.E. degrees in electrical engineering from Waseda University, Tokyo, in 1970 and 1972, respectively.

He joined NEC (Nippon Electric Company, Ltd.) in 1972. Since then, he has been engaged in research on digital radio communications at the C & C Systems Research Laboratories of NEC, Kanagawa, Japan. He is now interested in adaptive control techniques for digital radio

receivers, such as fading equalization, FM interference elimination, and cross-polarization interference equalization.

Mr. Namiki is a member of the Institute of Electronics and Communication Engineers of Japan, by whom he was awarded the Young Engineer's Award for 1978.